



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09214569 A**

(43) Date of publication of application: 15 . 08 . 97

(51) Int. Cl.

**H04L 27/14**  
**H04B 7/01**

(21) Application number: **08017551**

(22) Date of filing: 02 . 02 . 96

(71) Applicant: **HITACHI LTD**

(72) Inventor: **KOTAKI SOUICHIROU  
KITAGAWA KEIJI  
KAWAMOTO KIYOSHI**

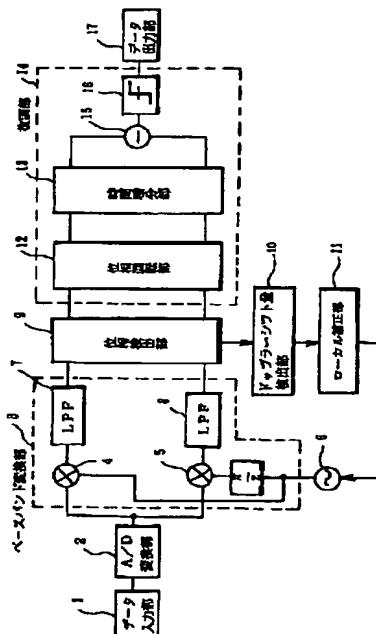
**(54) FSK BASE BAND DEMODULATION DEVICE AND  
MOVING BODY COMMUNICATION SYSTEM**

**(57) Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To correct Doppler shift quantity on a real time bases even it hourly and variously fluctuates and to demodulate data by means of considering a state to be satisfactory.

**SOLUTION:** An A/D conversion part 2 samples an FSK(frequency shift keying) modulation signal at a sampling period smaller than the bit period. When a local oscillator 6 is controlled through a Doppler shift quantity detection part 10 and a local correction part 11 whenever an inter-vector phase difference is detected for the respective periods within one bit period in a phase detection part 9 while a base band conversion part 3 converts a local signal into a base band signal, the local signal of a frequency corresponding to Doppler shift quantity is obtained.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-214569

(43) 公開日 平成9年(1997)8月15日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 L 27/14

H 0 4 B 7/01

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 L 27/14

H 0 4 B 7/01

J

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平8-17551

(22) 出願日 平成8年(1996)2月2日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 小滝 総一郎

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株

式会社日立製作所情報通信事業部内

(72) 発明者 北川 恵司

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株

式会社日立製作所情報通信事業部内

(72) 発明者 川本 潔

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株

式会社日立製作所情報通信事業部内

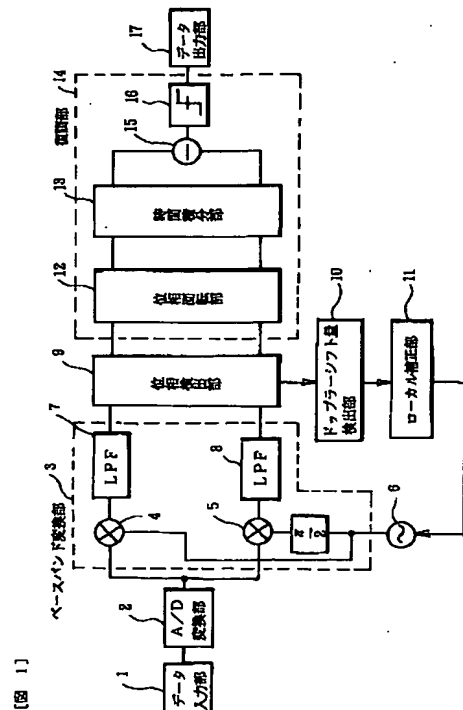
(74) 代理人 弁理士 秋本 正実

(54) 【発明の名称】 FSKベースバンド復調装置、並びに移動体通信システム

(57) 【要約】

【課題】 ドップラーシフト量が時間的に様々に変動する場合でも、それをリアルタイムに補正した上、データを状態良好として復調すること。

【解決手段】 A/D変換部2により、FSK変調信号はそのビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングされた上、ベースバンド変換部3でローカル信号によりベースバンド信号に変換されつつ、位相検出部9でベクトル間位相差を1ビット周期内で所定周期毎に検出する度に、ドップラーシフト量検出部10、ローカル補正部11を介しローカル発振器6が制御される場合は、ドップラーシフト量に応じた周波数のローカル信号が得られるものである。



【図 1】

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 FSK変調信号が入力されるデータ入力部と、該データ入力部からのアナログ信号としてのFSK変調信号を、ビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングすることによって、1ビット当り複数の時系列サンプリングデータに変換するA/D変換部と、該A/D変換部からの時系列A/D変換データを、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号によりベースバンド信号に変換するベースバンド変換部と、該ベースバンド変換部からのベースバンド信号1ビット内でのベクトル間位相差を所定周期毎に複数検出する位相検出部と、該位相検出部からのベクトル間位相差よりドップラーシフト量を検出するドップラーシフト量検出部と、該ドップラーシフト量検出部からのドップラーシフト量に応じ上記ローカル信号の周波数を1ビット周期内で補正するローカル補正部と、該ローカル補正部による制御下に、上記ドップラーシフト量が考慮された周波数のローカル信号を発振出力するローカル発振部と、上記ベースバンド変換部からのベースバンド信号を復調する復調部と、を具備してなる構成のFSKベースバンド復調装置。

【請求項2】 先頭に数ビット分のパイロット信号が付加された状態のFSK変調信号が入力されるデータ入力部と、該データ入力部からのアナログ信号としてのFSK変調信号を、ビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングすることによって、1ビット当り複数の時系列サンプリングデータに変換するA/D変換部と、該A/D変換部からの時系列A/D変換データを、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号によりベースバンド信号に変換するベースバンド変換部と、該ベースバンド変換部からのベースバンド信号1ビット内でのベクトル間位相差を所定周期毎に複数検出する位相検出部と、該位相検出部からのベクトル間位相差よりドップラーシフト量を検出するドップラーシフト量検出部と、該ドップラーシフト量検出部からのドップラーシフト量に応じ上記ローカル信号の周波数を1ビット周期内で補正するローカル補正部と、該ローカル補正部による制御下に、上記ドップラーシフト量が考慮された周波数のローカル信号を発振出力するローカル発振部と、上記ベースバンド変換部からのベースバンド信号を復調する復調部と、を具備してなる構成のFSKベースバンド復調装置。

【請求項3】 送信側装置がFSK変調信号を送信するFSK変調装置とされる一方、受信側装置が、FSK変調信号が入力されるデータ入力部と、該データ入力部からのアナログ信号としてのFSK変調信号を、ビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングすることによって、1ビット当り複数の時系列サンプリングデータに変換するA/D変換部と、該A/D変換部からの時系列A/D変換データを、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号によりベースバンド信号に変換するベースバンド変換部と、該ベースバンド変換部からのベースバンド信号

1ビット内でのベクトル間位相差を所定周期毎に複数検出する位相検出部と、該位相検出部からのベクトル間位相差よりドップラーシフト量を検出するドップラーシフト量検出部と、該ドップラーシフト量検出部からのドップラーシフト量に応じ上記ローカル信号の周波数を1ビット周期内で補正するローカル補正部と、該ローカル補正部による制御下に、上記ドップラーシフト量が考慮された周波数のローカル信号を発振出力するローカル発振部と上記ベースバンド変換部からのベースバンド信号を復調する復調部と、を具備してなる構成のFSKベースバンド復調装置とされてなる移動体通信システム。

【請求項4】 送信側装置が先頭に数ビット分のパイロット信号が付加された状態のFSK変調信号を送信するFSK変調装置とされる一方、受信側装置が、先頭に数ビット分のパイロット信号が付加された状態のFSK変調信号が入力されるデータ入力部と、該データ入力部からのアナログ信号としてのFSK変調信号を、ビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングすることによって、1ビット当り複数の時系列サンプリングデータに変換するA/D変換部と、該A/D変換部からの時系列A/D変換データを、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号によりベースバンド信号に変換するベースバンド変換部と、該ベースバンド変換部からのベースバンド信号1ビット内でのベクトル間位相差を所定周期毎に複数検出する位相検出部と、該位相検出部からのベクトル間位相差よりドップラーシフト量を検出するドップラーシフト量検出部と、該ドップラーシフト量検出部からのドップラーシフト量に応じ上記ローカル信号の周波数を1ビット周期内で補正するローカル補正部と、該ローカル補正部による制御下に、上記ドップラーシフト量が考慮された周波数のローカル信号を発振出力するローカル発振部と、上記ベースバンド変換部からのベースバンド信号を復調する復調部とを具備してなる構成のFSKベースバンド復調装置とされてなる移動体通信システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ドップラーシフト量が時間的に様々に変動する場合であっても、そのドップラーシフト量がリアルタイムに補正可とされた上、データを状態良好として復調し得るFSKベースバンド復調装置、更には、そのFSKベースバンド復調装置を受信側装置として含む移動体通信システムに関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 これまでに、2値のFSK信号を用いたデータ復調装置においては、ベースバンド変換された信号の回転方向によって符号を決定した上、直交軸を通る回数によりドップラーシフト量を補正するといった方法が知られたものとなっている。そのような方法が、例えば論文「低変調指数FSK信号に対するダイレクトコン

バージョン受信」(1995年 電子情報通信学会総合大会 B-444)に記載されているわけであるが、ここで、図14によりドップラーシフト量の補正が考慮された、従来技術に係るデータ復調装置について説明すれば以下のである。

【0003】即ち、入力部1からのFSK変調信号はベースバンド変換部3に導入された上、ローカル発振器6からのローカル信号と排他的論理和回路4で排他的論理和される一方では、そのローカル信号とは位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号と排他的論理和回路5で排他的論理和されることによって、互いに直交する2つの成分

(I, Q成分)として分離抽出されるものとなっている。これら2成分はローパスフィルタ7, 8各々で高周波成分が除去されることで、FSK変調信号はベースバンド信号に変換されているものである。その後、ベースバンド信号に変換された信号はそのI, Q成分がそれぞれ、更に2方向に分岐された上、復調部14にて復調されているものである。復調部14では、それらI, Q成分各々の一方はリミタ20, 23各々を介される一方、他方は微分回路18, 19を介しリミタ21, 22各々で2値化されるものとなっている。その後、リミタ21からの2値化信号(I成分微分信号)は排他的論理和回路25でリミタ23からのQ成分信号と排他的論理和される一方、リミタ22からの2値化信号(Q成分微分信号)は排他的論理和回路24でリミタ20からのI成分信号と排他的論理和されるが、減算回路15では、それら排他的論理和回路24, 25各々からの出力間での差が求められた上、その差が正負判定回路16で判定されるものとなっている。その判定結果にもとづき復調データが、例えば判定結果が正ならば“1”、負ならば“0”といった具合に、データが復調された上、復調データが出力部17を介し得られているものである。

【0004】因みに、図15にリミタ通過後のI, Q平面での信号動作を示す。図中、(I(t-1), Q(t-1))は時間的に現時点より1ビット周期分前のI, Q成分の位置を、また、(I(t), Q(t))は現時点でのI, Q成分の位置を表す。I, Q成分の回転方向は(I(t), Q(t))の位置およびI, Q成分それぞれの時間的な微分の正負によって決定され、回転方向が左回りならば正、右回りならば負といったように、データが判別された上、復調されるものとなっている。復調例を以下に表1として示す。

【0005】

【表1】

【表 1】

I(t-1)	Q(t-1)	I(t)	Q(t)	復調データ
-1	1	1	1	-1
1	1	1	-1	-1
1	-1	-1	-1	-1
-1	-1	-1	1	-1
-1	1	-1	-1	1
-1	-1	1	-1	1
1	-1	1	1	1
1	1	-1	1	1

【0006】さて、リミタ20, 23各々からの信号はまた、その信号がI軸、またはQ軸と交差する回数が軸交差数検出部26で所定ビット周期毎に平均化されたものとして検出された上、その平均化回数はドップラーシフト量検出部10に入力されることによって、ローカル信号とキャリアとの間におけるFSK変調による周波数偏位以外の周波数ずれ、即ち、ドップラーシフト量(周波数オフセット量)が推測されるものとなっている。ドップラーシフト量検出部10からの、推測されたドップラーシフト量にもとづき、ローカル補正部11を介しローカル発振器6では、そのローカル信号の周波数が補正されたものとなっている。結局、ローカル信号に対する周波数の補正は、所定ビット周期毎に繰返し行われることによって、ドップラーシフトによる影響が排除されているものである。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記従来技術による場合には、ドップラーシフト量は所定ビット周期間に亘っての平均化されたものとして検出されていることから、ローカル信号とキャリアとの間のFSKによる周波数偏位以外の周波数ずれが一定(オフセットとして存在)の場合にはそれなりに有効なものとなっている。しかしながら、移動体通信等においては、移動体の高速移動を想定した場合、ドップラーシフト量もそれに伴い時間的に様々に変動すると考えられるが、このような時間的な変動に対する補正については、考慮されていないものとなっている。その結果、ローカル信号とキャリア間の周波数ずれは直交軸上の信号の位相に影響するため、直交軸上の位相の回転により求められる復調部でのS/NやB. E. Rに対する劣化改善は期待され得ないものとなっている。

【0008】本発明の第1の目的は、ドップラーシフト量が時間的に様々に変動する場合であっても、そのドップラーシフト量がリアルタイムに補正可とされた上、データを状態良好として復調し得るFSKベースバンド復調装置を供するにある。本発明の第2の目的は、移動体の高速移動に伴いドップラーシフト量が時間的に様々に

変動する場合であっても、そのドップラースhift量がその移動体側でリアルタイムに補正可とされた上、状態良好として移動体通信を行い得る移動体通信システムを供するにある。

#### 【0009】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的は、FSKベースバンド復調装置の構成要素として、基本的に、FSK変調信号が入力されるデータ入力部と、該データ入力部からのアナログ信号としてのFSK変調信号を、ビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングすることによって、1ビット当り複数の時系列サンプリングデータに変換するA/D変換部と、該A/D変換部からの時系列A/D変換データを、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号によりベースバンド信号に変換するベースバンド変換部と、該ベースバンド変換部からのベースバンド信号1ビット内でのベクトル間位相差を所定周期毎に複数検出する位相検出部と、該位相検出部からのベクトル間位相差よりドップラースhift量を検出するドップラースhift量検出部と、該ドップラースhift量検出部からのドップラースhift量に応じ上記ローカル信号の周波数を1ビット周期内で補正するローカル補正部と、該ローカル補正部による制御下に、上記ドップラースhift量が考慮された周波数のローカル信号を発振出力するローカル発振部と、上記ベースバンド変換部からのベースバンド信号を復調する復調部とを具備せしめることで達成される。

【0010】上記第2の目的はまた、送信側装置がFSK変調信号を送信するFSK変調装置とされる一方、受信側装置が、FSK変調信号が入力されるデータ入力部と、該データ入力部からのアナログ信号としてのFSK変調信号を、ビット周期より小さなサンプリング周期でサンプリングすることによって、1ビット当り複数の時系列サンプリングデータに変換するA/D変換部と、該A/D変換部からの時系列A/D変換データを、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号によりベースバンド信号に変換するベースバンド変換部と、該ベースバンド変換部からのベースバンド信号1ビット内でのベクトル間位相差を所定周期毎に複数検出する位相検出部と、該位相検出部からのベクトル間位相差よりドップラースhift量を検出するドップラースhift量検出部と、該ドップラースhift量検出部からのドップラースhift量に応じ上記ローカル信号の周波数を1ビット周期内で補正するローカル補正部と、該ローカル補正部による制御下に、上記ドップラースhift量が考慮された周波数のローカル信号を発振出力するローカル発振部と上記ベースバンド変換部からのベースバンド信号を復調する復調部とを具備してなる構成のFSKベースバンド復調装置としてシステム構成されることで達成される。

#### 【0011】

【発明の実施の形態】以下、本発明を図1から図13に

より説明する。先ず本発明によるFSKベースバンド復調装置について説明すれば、図1は2値のFSK変調信号を入力し、包絡線検波が行われるようにしたFSKベースバンド復調装置の一例での構成を示したものである。ここで、データレートが16 kbps(以下、これをTとおけば、ビット周期=1/T)、変調指数が1(最大周波数偏位=±8 kHz)の搬送周波数、あるいは中間周波数帯の2値のFSK変調信号(8 MHz±8 kHzと仮定)がデータ入力部1より入力される場合を想定の上、その動作を説明すれば以下のようなものである。

【0012】即ち、先ずデータ入力部1から入力される2値のFSK変調信号のその時間波形を図2(a)として、また、そのスペクトルを図2(b)として示す。図2(a)からも判るように、データ1は8 MHz+8 kHzとして、またデータ0は8 MHz-8 kHzとして変調されたものとなっている。そのFSK変調信号は、その後、A/D変換部2によりサンプリングされるが、そのサンプリングに際しては、データ1ビット当り複数のサンプリングデータが得られるべく、サンプリングされる必要があるものとなっている。そのサンプリングは、図3に示すように、キャリア周波数に対し少なくとも2倍以上の周波数を以て行われるが、例えばサンプリング周波数を32 MHzとすれば、搬送波周波数8 MHz±8 kHzにより搬送波1周期につき4個のデータがサンプリングされることになり、結局、データレートが16 kbpsである場合には、データ1ビット当り2000個のデータがサンプリングされるものとなっている。ここで、量子化ビット数が8ビットであるとしてサンプリングが行われるものとすれば、図3に示す如くに、A/D変換部2からは8ビット並列デジタルデータD1~D8が量子化データとして順次出力されることになるものである。

【0013】以上のように、A/D変換部2からは8ビット並列デジタルデータD1~D8が順次得られるが、8ビット並列デジタルデータD1~D8が得られる度に、その8ビット並列デジタルデータD1~D8はそのビット毎に、ベースバンド変換部3内における排他的論理和回路4、5各々で、ローカル発振器6からの、位相が $\pi/2$ ずれたローカル信号(8 MHz)との間で排他的論理和されることによって、I、Q成分それぞれ中心周波数が、図4に示すように、2つの所定の周波数成分に周波数変換されるものとなっている。結局、データ1については、8 kHz成分と16 MHz+8 kHz成分とに、また、データ0については、-8 kHz成分と16 MHz-8 kHz成分とに周波数変換されているものである。図5にはまた、アナログ的な周波数変換動作が示されているが、図5に示す周波数変換出力の時間的なスケールを拡大した波形を図6に、周波数変換出力のスペクトルを図7にそれぞれ示す。図7に示すように、-8 kHz成分はDCを対称軸として、正方向に折り返されて表れるものとなっている。因みに、図4では、図

面の簡単化上、デジタルデータD1(LSB)についてのみ、その排他的論理和波形が示されているが、他のデジタルデータD2～D8各々についても同様となっている。

【0014】さて、復調に必要とされる周波数成分は中心周波数が、データ1については+8kHz、データ0については-8kHzで表されるベースバンド成分のみであり、高周波成分16MHz±8kHzは不要とされ、ローパスフィルタ7, 8各々により除去されることで、ローパスフィルタ7, 8各々からは、I, Q成分として10  
ベースバンド成分のみが抽出されるものとなっている。ローパスフィルタ7, 8各々を通過後のアナログ的な時間波形を図8に示す。この8kHz成分により1ビット(1/T(s))当り、データが1である場合に位相がπ進み、データが0の場合に位相がπ遅れるものである。

【0015】ところで、I, Q成分は互いに直交するため、I成分を横軸に、Q成分を縦軸にとれば、ベースバンド変換部3としての出力、即ち、ローパスフィルタ7, 8各々の出力は、図9に示すように、データ1である場合に、1ビット内で2000個のベクトルが一定20  
角度毎に表れるものとなっている。ドップラーシフトが存在しない場合には、位相が左回りにπ回転するわけである。一方、これとは逆に、データが0である場合は、右回りにπ回転するものとなっている。次に、位相検出部9において、仮に、400個単位(1/5T(s)毎)にベクトルを加算すれば、図10に示すように、データ1ビット内で5個のベクトルが角度θ毎に出力されるものとなっている。因みに、ドップラーシフトが存在しない場合でのベクトル間の角度はπ/5である。一般的に、円上に2つのベクトル(X1, Y1)、(X2, Y2)が存在し30  
ている場合に、それらベクトル間で生成される角度θ \*

[数 3]

$$8k : \frac{\pi}{5} = fd : \theta - \frac{\pi}{5}$$

$$fd = 8k \times \left( \frac{\theta}{\frac{\pi}{5}} - 1 \right)$$

【0021】このようにして、1/5T(s)毎に検出されるドップラーシフト周波数fdにもとづきローカル補正部11を介しローカル発振器6が発振制御されることによって、ローカル発振器6からは、8MHz+fdのローカル周波数が発振出力されているものである。因みに、位相検出部9による角度θの検出やドップラーシフト量検出部10によるドップラーシフト周波数の検出、更には、そのドップラーシフト周波数にもとづくローカル周波数の補正は、1/5T(s)に対し無視し得る程の短時間内で行われる必要があるが、このような高速動作50

\*は、sinθとして以下の数式により検出されるものとなっている。

【0016】

【数1】

[数 1]

$$\sin \theta = \frac{X1Y2 - X2Y1}{X1^2 + Y1^2}$$

【0017】よって、これよりθは以下のように求められるものである。

【0018】

【数2】

[数 2]

$$\theta = \text{Arcsin} \left( \frac{X1Y2 - X2Y1}{X1^2 + Y1^2} \right)$$

【0019】以上のようにして、位相検出部9では、角度θが1/5T(s)毎に検出されているが、これにもとづきドップラーシフト検出部10では、ドップラーシフト周波数が1/5T(s)毎に検出されているものである。具体的には、ドップラーシフト周波数をfdとすれば、周波数偏位が±8kHzである場合に、1/5T(s)でπ/5回転することことから、ドップラーシフト周波数fdは以下の比例式より容易に求められるものとなっている。

【0020】

【数3】

は、高速ランダムロジックやデジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)等の採用により容易に実現可となっている。

【0022】さて、図11にはドップラーシフト周波数補正後の位相検出部9出力が示されているが、この補正後の位相検出部9出力は位相回転部12で所定に処理されるものとなっている。即ち、位相回転部12では、k(k=1～5)番目のベクトルがそれぞれ+(π/5)×(k-1)、-(π/5)×(k-1)だけ回転される結果として、位相回転部12の出力はそれぞれ、図1

2(a), (b)に示すようなI, Q成分の配置となる。その後、位相回転部12により位相回転された5つのベクトルは時間積分部13により、1ビット分(5個分のI, Q成分ベクトル)加算されることによって、I, Q成分ベクトル和が得られるが、その時間積分部13出力を図13(a), (b)に示す。この時間積分部13からの2つのベクトルのうち、一方より他方の出力を減算回路15により減算した結果を1/T(s)毎に正負判定部16で正負判定し、その判定結果が正ならば1、負ならば0といった具合に、データが復調された上、データ出力部17より復調データが得られているものである。結局、1/5T(s)毎にローカル信号の周波数が補正される動作に並行して、復調部14では、データが1/T(s)毎に復調されているものである。この結果、時間的に変動するドップラシフトが存在する場合であっても、リアルタイムにローカル周波数が補正され、ベースバンド変換部3出力としてドップラシフトが存在しない場合とほぼ同等の出力が得られるものである。

【0023】ところで、以上の例では、ベースバンド変換部3出力は位相検出部9と復調部14に同時に送出されていることから、図11に示すように、送信データの最初の1ビットにおいては、最初の位相差 $\theta$ に対する補正がタイミング上、行えないものとなっている。しかしながら、送信データとして最初にパイロット信号が数ビット流される場合は、その最初の位相差 $\theta$ も補正された上、復調され得るものとなっている。また、以上の例では、復調部14の復調方式として包絡線検波が想定されているが、複数のI, Qベクトルにより検波する他の非同期検波方式にも本発明は適用可となっている。更に、本発明による場合、受信装置側では、ドップラシフト量がリアルタイムに補正可とされていることから、送信側装置をFSK変調装置とする移動体通信システムにも容易に適用可とされたものとなっている。

#### 【0024】

【発明の効果】以上、説明したように、請求項1, 2による場合は、ドップラシフト量が時間的に様々に変動する場合であっても、そのドップラシフト量がリアルタイムに補正可とされた上、データを状態良好として復調し得るFSKベースバンド復調装置が、また、請求項3, 4による場合には、移動体の高速移動に伴いドップラシフト量が時間的に様々に変動する場合であって \*

\*も、そのドップラシフト量がその受信側でリアルタイムに補正可とされた上、状態良好として移動体通信を行い得る移動体通信システムがそれぞれ得られるものとなっている。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】図1は、本発明によるFSKベースバンド復調装置の一例での構成を示す図

【図2】図2(a), (b)は、2値のFSK変調信号のその時間波形とそのスペクトルを示す図

【図3】図3は、そのFSK変調信号に対する一例でのサンプリング態様を示す図

【図4】図4は、ローカル信号によるFSK変調信号の周波数変換動作をデジタル的に示す図

【図5】図5は、同じくその周波数変換動作をアナログ的に示す図

【図6】図6は、周波数変換後の時間波形を示す図

【図7】図7は、周波数変換後のスペクトルを示す図

【図8】図8は、周波数変換後のローパスフィルタ出力波形を示す図

【図9】図9は、I, Q軸上におけるローパスフィルタ出力を示す図

【図10】図10は、本発明に係る位相検出部出力を示す図

【図11】図11は、ドップラシフト周波数補正後の位相検出部出力を示す図

【図12】図12(a), (b)は、位相回転部出力を示す図

【図13】図13(a), (b)は、時間積分部出力を示す図

【図14】図14は、ドップラシフト量の補正が考慮された、従来技術に係るデータ復調装置の一例での構成を示す図

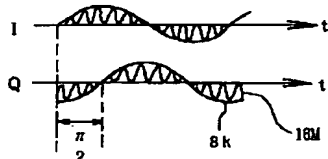
【図15】図15は、リミタ通過後のI, Q平面での信号動作を説明するための図

#### 【符号の説明】

1…データ入力部、2…A/D変換部、3…ベースバンド変換部、6…ローカル発振器、9…位相検出部、10…ドップラシフト量検出部、11…ローカル補正部、12…位相回転部、13…時間積分部、14…復調部、15…減算回路、16…正負判定部、17…データ出力部

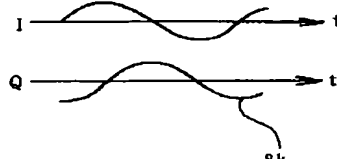
【図6】

【図6】



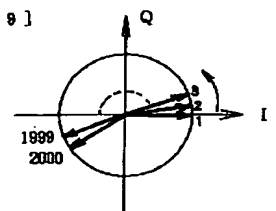
【図8】

【図8】

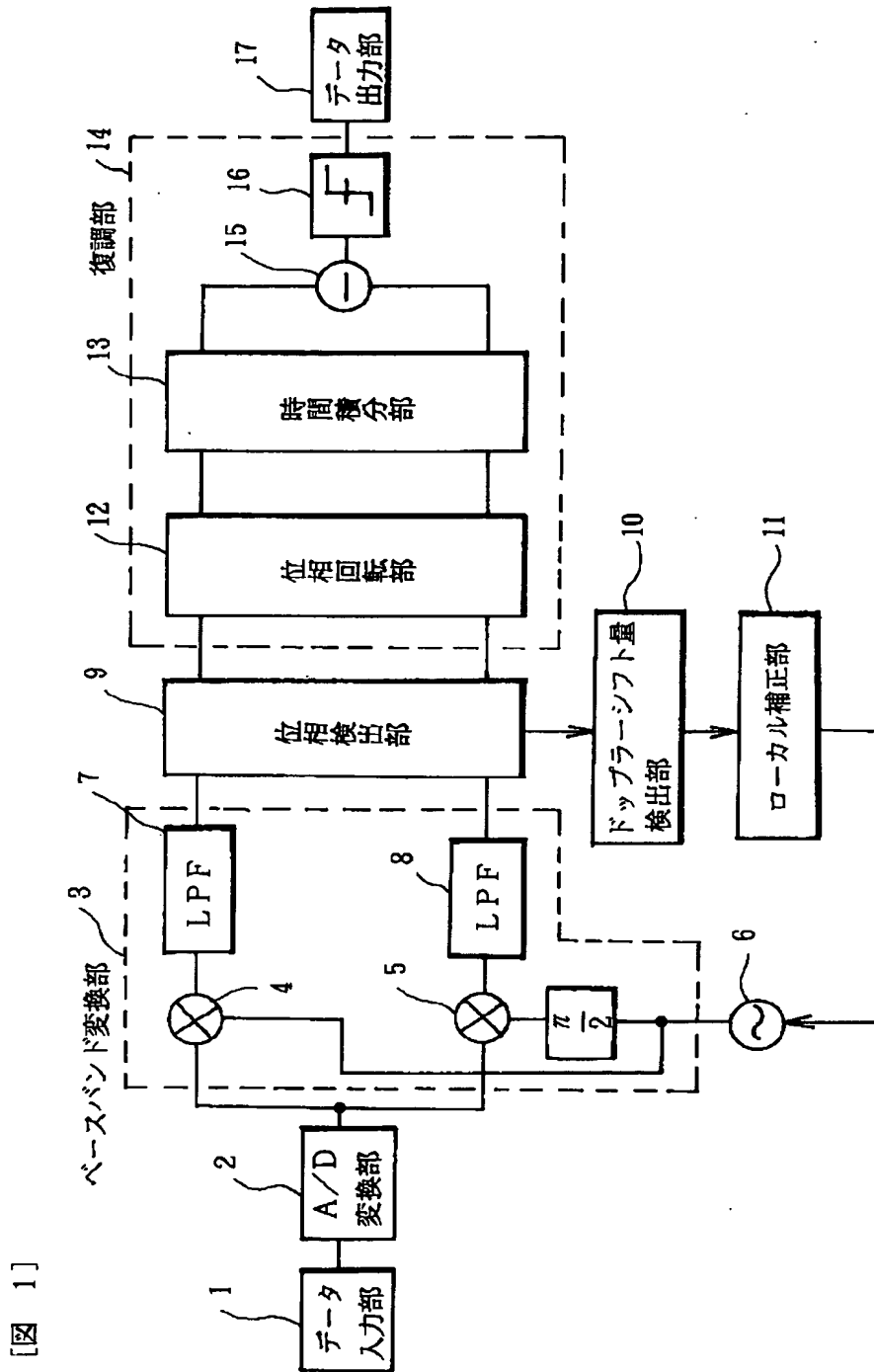


【図9】

【図9】



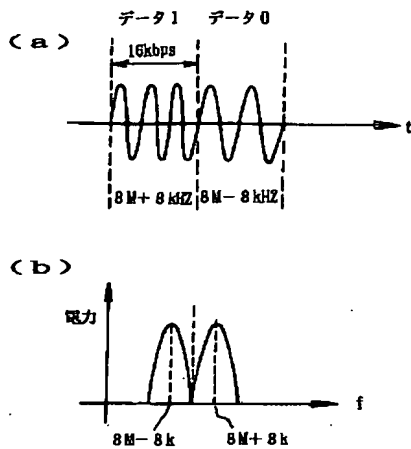
【図 1】





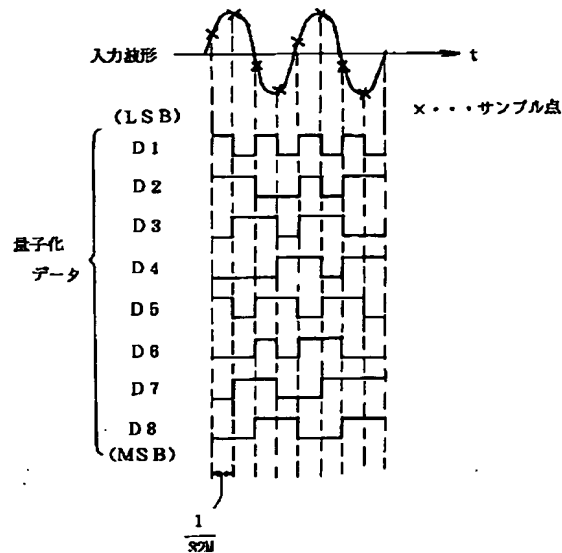
【図2】

【図2】



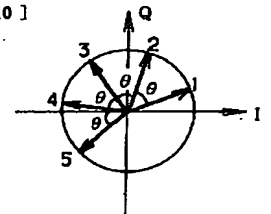
【図3】

【図3】



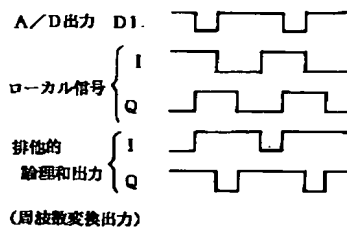
【図10】

【図10】



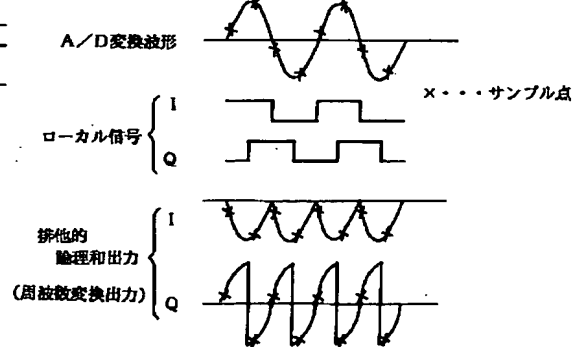
【図4】

【図4】



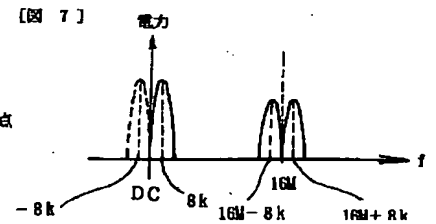
【図5】

【図5】



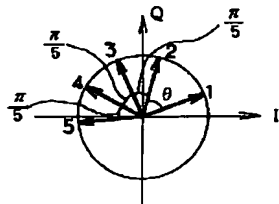
【図7】

【図7】



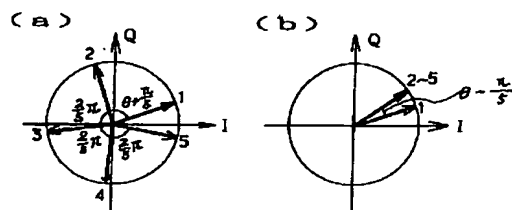
【図11】

【図11】



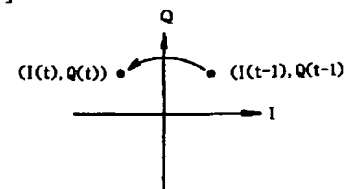
【図12】

【図12】



【図15】

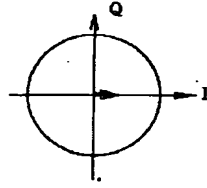
【図15】



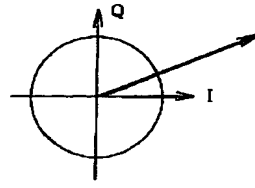
【図13】

【図13】

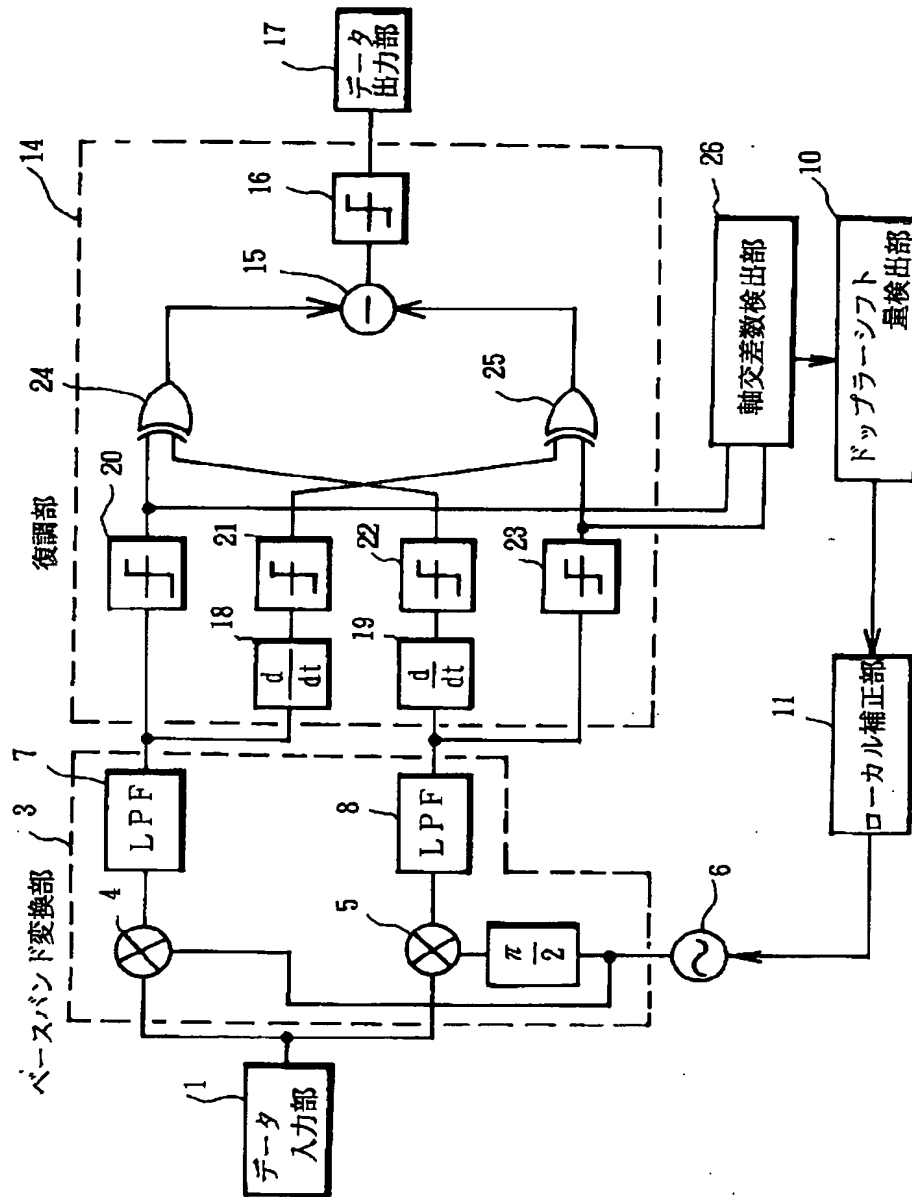
(a)



(b)



【図 14】



[図 14]